

Antenas de Microfita Suspensas com Dielétricos em Rampa

L. G. de Sousa, M. R. M. L. Albuquerque, S. G. da Silva, A. G. d'Assunção

Resumo—Este trabalho apresenta uma análise, no domínio espectral, de antenas de microfita suspensas sobre substratos dielétricos em rampa. Resultados numéricos são apresentadas para a frequência de ressonância, para o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena e para os diagramas de radiação no plano E e no plano H.

Palavras-Chave—Antenas de microfita, antenas de microfita afiladas, antenas de microfita suspensas.

Abstract—This work presents an analysis, in the spectral domain, of suspended microstrip patch antennas printed on tapered dielectric substrates. Numerical results are presented for the resonant frequency, input voltage standing wave ratio, and for the E-plane and H-plane radiation patterns.

Index Terms—Microstrip patch antennas, tapered microstrip antennas, suspended microstrip antennas.

I. INTRODUÇÃO

As antenas de microfita e seus arranjos são muito utilizadas em comunicações por satélite, comunicações móveis, sensoriamento remoto e aplicações médicas. Este grande número de aplicações está associado às suas características de peso e volume reduzidos, baixo custo de fabricação, adequação aerodinâmica aos veículos, além da facilidade de integração com outros circuitos em altas frequências. Por outro lado, as antenas de microfita apresentam limitações que comprometem seu desempenho como faixa de passagem estreita, baixa eficiência, perdas elevadas e excitação de ondas de superfície [1], [2].

Várias propostas têm surgido para a eliminação ou redução de características indesejáveis do dispositivo. Uma estratégia utilizada para ampliar a faixa de operação da antena é a modificação da sua geometria. Deste modo, foram considerados *patches* com formas diversas, introduzidas variações no número de camadas dielétricas e utilizados substratos com propriedades especiais como dielétricos anisotrópicos, ferritas e materiais supercondutores.

As configurações em rampa surgem como alternativa para aumentar a largura de banda de antenas planares [3]-[4]. Essa

possibilidade consiste em considerar o efeito de variações na altura do substrato que suporta o patch metálico. Neste contexto, vários trabalhos foram dedicados ao estudo de estruturas de microfita afiladas [5]-[7].

Este trabalho consiste em uma extensão de outros desenvolvidos recentemente [8]-[10]. Propõe uma análise, no domínio espectral, de antenas de microfita com variação linear na espessura do substrato dielétrico. Serão analisadas antenas de microfita suspensas [11] em rampa. Na análise, o método da imitância e o método de Galerkin [12] são usados na determinação das características de entrada da estrutura afilada suspensa. A estrutura é discretizada em N seções uniformes de modo que a caracterização dinâmica de cada uma das subseções, com W e h constantes, seja efetuada. As constantes de fase normalizadas e as impedâncias características são obtidas através do método de Galerkin. Em seguida, emprega-se a teoria de linha de transmissão e, através de um processo iterativo, determina-se o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena de microfita suspensa em rampa.

Resultados numéricos são obtidos para o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena e para a frequência de ressonância. Os diagramas de radiação para uma antena afilada com substrato suspenso são também apresentados. Especificamente, o efeito produzido com a incorporação de uma camada de ar entre o substrato dielétrico e o plano de terra é avaliado.

II. ANÁLISE

A Fig. 1 mostra a geometria da antena considerada. O *patch* retangular com dimensões W (largura) e L (comprimento) está montado sobre um substrato dielétrico isotrópico suspenso em rampa, com permissividade elétrica relativa ϵ_r e permeabilidade magnética μ_0 . A espessura do substrato varia linearmente de h_2 para h_3 . Uma camada de ar (ϵ_0, μ_0), com espessura h_1 , é introduzida entre o substrato e o plano de terra. A espessura do patch condutor é desprezada.

A análise é efetuada no domínio espectral. O método da imitância é aplicado para determinar as funções diádicas de Green. O método dos momentos é usado para determinar os parâmetros das antenas de microfita. Na aplicação do método da imitância, a antena de microfita é substituída por circuitos equivalentes, constituídos de linhas de transmissão, como

mostrado na Fig. 2. São obtidos dois circuitos, um para o modo TM (tipo E) e outro para o modo TE (tipo H).

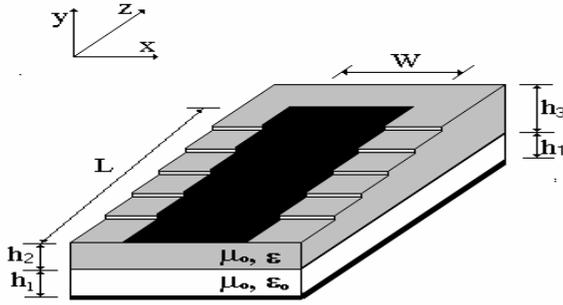


Fig. 1. Geometria da antena *patch* de microfita em rampa.

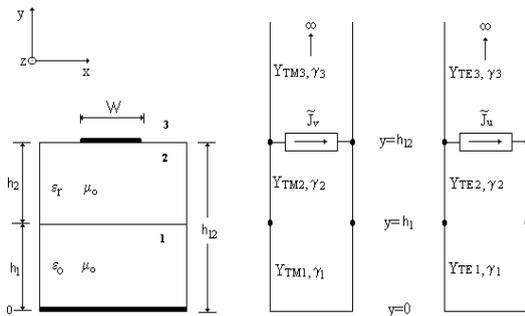


Fig. 2. Circuitos equivalentes de linhas de transmissão para os modos de propagação TM_y e TE_y .

No sistema de coordenadas (y,v,u) , as ondas espectrais podem ser decompostas em componentes TE_y ($\tilde{H}_y, \tilde{H}_v, \tilde{E}_u$) e TM_y ($\tilde{E}_y, \tilde{E}_v, \tilde{H}_u$). Como os modos TE_y e TM_y estão desacoplados no sistema de coordenadas (y,v,u) , cada modo pode ser representado por um circuito equivalente de linha transmissão, associando o campo magnético às correntes nas malhas e o campo elétrico à tensão nos terminais da fonte de corrente, sendo que as condições de contorno no plano (u,v) são as mesmas do plano (x,z) .

Em $y = h_{12}$ (Fig. 2), existe continuidade dos campos elétricos tangenciais, enquanto que haverá descontinuidade para os campos magnéticos tangenciais, devido às densidades de corrente no *patch*. As componentes tangenciais do campo elétrico, \tilde{E}_x e \tilde{E}_z , relacionam-se com as densidades de corrente no *patch* condutor, \tilde{J}_x e \tilde{J}_z , obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx} & \tilde{Z}_{xz} \\ \tilde{Z}_{zx} & \tilde{Z}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde \tilde{Z}_{xx} , \tilde{Z}_{xz} , \tilde{Z}_{zx} e \tilde{Z}_{zz} são as componentes da função diádica de Green da estrutura analisada sendo dadas por:

$$\tilde{Z}_{xx} = -\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} (\beta^2 \tilde{Z}_u + \alpha^2 \tilde{Z}_v) \quad (2)$$

$$\tilde{Z}_{xz} = \tilde{Z}_{zx} = -\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} (-\alpha\beta \tilde{Z}_u + \alpha\beta \tilde{Z}_v) \quad (3)$$

$$\tilde{Z}_{zz} = -\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} (\alpha^2 \tilde{Z}_u + \beta^2 \tilde{Z}_v) \quad (4)$$

em que \tilde{Z}_u e \tilde{Z}_v são as impedâncias de entrada associadas, respectivamente, aos modos TE_y e TM_y , vistas em $y = d_{12}$ (Fig. 2). Essas impedâncias são obtidas como:

$$\tilde{Z}_u = \frac{1}{Y_2^h + Y_3^h} \quad (5)$$

$$\tilde{Z}_v = \frac{1}{Y_2^e + Y_3^e} \quad (6)$$

com

$$Y_3^h = Y_{TE_3} \quad (7)$$

$$Y_2^h = Y_{TE_2} \frac{Y_{TE_2} + Y_1^h \operatorname{ctgh}(\gamma_2 h_2)}{Y_1^h + Y_{TE_2} \operatorname{ctgh}(\gamma_2 h_2)} \quad (8)$$

$$Y_1^h = Y_{TE_1} \operatorname{ctgh}(\gamma_1 h_1) \quad (9)$$

$$Y_3^e = Y_{TM_3} \quad (10)$$

$$Y_2^e = Y_{TM_2} \frac{Y_{TM_2} + Y_1^e \operatorname{ctgh}(\gamma_2 h_2)}{Y_1^e + Y_{TM_2} \operatorname{ctgh}(\gamma_2 h_2)} \quad (11)$$

$$Y_1^e = Y_{TM_1} \operatorname{ctgh}(\gamma_1 h_1) \quad (12)$$

em que Y_2^e e Y_3^e , Y_2^h e Y_3^h representam as admitâncias de entrada, calculadas na interface $y = h_{12}$ (Fig. 2), para os modos TE_y e TM_y , respectivamente.

Após a determinação da função diádica de Green, utiliza-se o procedimento clássico do método dos momentos, juntamente com o teorema de Parseval, para a obtenção das constantes de fase normalizadas, $\beta(z)/k_0$, de cada uma das subseções uniformes da estrutura afilada. A impedância característica correspondente, $Z_0(z)$, é calculada de acordo com a definição potência-corrente [7]. Em seguida, aplica-se a teoria de linha de transmissão e um procedimento iterativo para analisar a combinação em cascata das subseções uniformes. Determina-se o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena afilada.

O coeficiente de onda estacionária é definido por:

$$\text{SWR}(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left[\frac{1 + |\Gamma_{\text{in}}|}{1 - |\Gamma_{\text{in}}|} \right] \quad (13)$$

sendo Γ_{in} o coeficiente de reflexão na entrada da antena.

A frequência de ressonância do modo dominante da antena *patch* retangular pode ser determinada através do método da cavidade combinado com o modelo da linha de transmissão, sendo dada por [1],[2]:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (14)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, L é o comprimento do *patch* retangular, ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva do substrato e ΔL representa o efeito de borda no *patch*.

A constante dielétrica efetiva é determinada, com a aplicação do método de Galerkin, através de:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left[\left(\frac{\beta_{(z=0)}}{\kappa_0} \right)^2 + \left(\frac{\beta_{(z=L)}}{\kappa_0} \right)^2 \right] / 2 \quad (15)$$

sendo ΔL calculada através de:

$$\Delta L_i = 0,412 h_i \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) (w/h_i + 0,264)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) (w/h_i + 0,813)}, \quad i=2,3 \quad (16)$$

com

$$h_3 = h_2 + L \sin \theta \quad (17)$$

em que θ representa o ângulo entre o plano contendo o *patch* condutor e o plano paralelo ao plano de terra, como indicado na Fig. 1.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Resultados numéricos são apresentados para antenas de microfita suspensas com substrato dielétrico isotrópico em rampa. Todas as simulações foram realizadas considerando-se que o *patch* retangular ($W = 1,5$ cm e $L = 2$ cm) está impresso em substrato dielétrico ($\epsilon_r = 10,2$), cuja espessura em rampa varia de h_2 a h_3 . O substrato está separado do plano de terra por uma camada de ar com espessura h_1 (Fig. 1).

As Figs. 3 e 4 mostram, respectivamente, o comportamento do coeficiente de onda estacionária (VSWR) na entrada da antena *patch* suspensa em rampa, para diferentes valores do ângulo θ . Fazendo-se $\theta = 0^\circ$, obtêm-se os resultados correspondentes a uma antena suspensa convencional ($h_2 = h_3$). Na Fig. 3, o substrato dielétrico varia linearmente de $h_2 = 0,15$ cm até h_3 , onde h_3 é dado por (17). A camada de ar tem espessura constante sendo dada por $h_1 = 0,02$ cm. Por outro lado, na Fig. 4, a espessura do substrato dielétrico mantém-se constante ($h_2 = h_3 = 0,15$ cm), enquanto a espessura da camada de ar sofre variações a partir de $h_1 = 0,02$ cm, de acordo com a variação de θ . À medida que θ aumenta, os valores de VSWR variam indicando uma maior largura de banda, sendo esses valores muito sensíveis à variação da

espessura da camada de ar entre o substrato e o plano de terra.

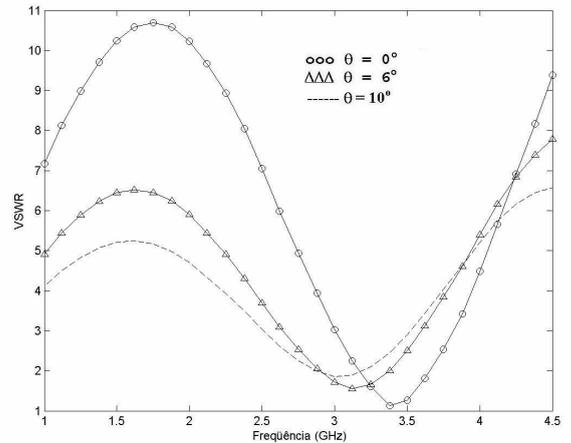


Fig. 3. Curvas do coeficiente de onda estacionária em função da frequência para estrutura em rampa suspensa, com variação na espessura da camada do substrato.

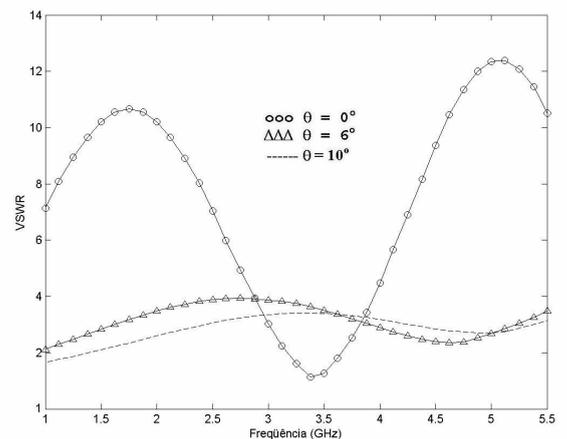


Fig. 4. Curvas do coeficiente de onda estacionária em função da frequência para estrutura em rampa suspensa, com variação na espessura da camada de ar.

A Fig. 5 apresenta as curvas de frequência de ressonância em função do ângulo de inclinação, θ , para a estrutura suspensa em rampa, com diferentes valores da altura da camada de ar. Os resultados são obtidos considerando-se que o substrato dielétrico ($\epsilon_r = 10,2$) varia linearmente de $h_2 = 0,15$ cm a $h_3 = 0,497$ cm. Verifica-se que a frequência de ressonância da antena em rampa aumenta com a altura h_1 da camada de ar introduzida entre o substrato e o plano de terra. Por outro lado, a frequência de ressonância diminui à medida que cresce o ângulo θ .

As Figs. 6 e 7 mostram, respectivamente, curvas de intensidade de campo elétrico e de campo magnético nos planos E e H para uma antena de microfita em rampa suspensa. Os resultados são obtidos fazendo-se $\theta = 0, 2, 5, 7$

e 10 graus. A altura da camada de ar é de $h_1 = 0,02$ cm. Observa-se que a antena torna-se mais diretiva à medida que aumenta o ângulo θ . Entretanto, para o caso do plano H (Fig. 7), a intensidade de campo magnético não é afetada.

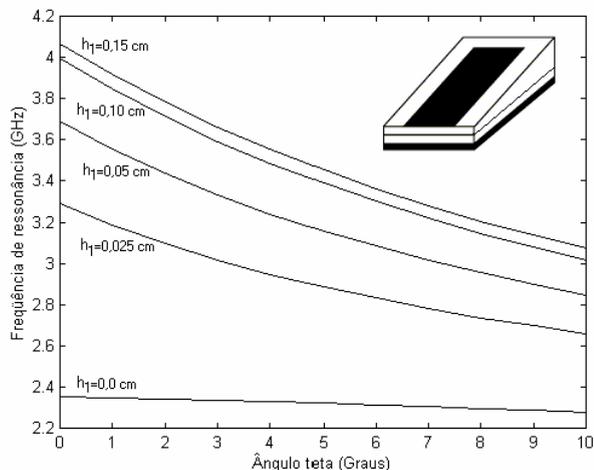


Fig. 5. Curvas da frequência de ressonância em função do ângulo θ para estrutura em rampa suspensa, com variação na espessura da camada de substrato.

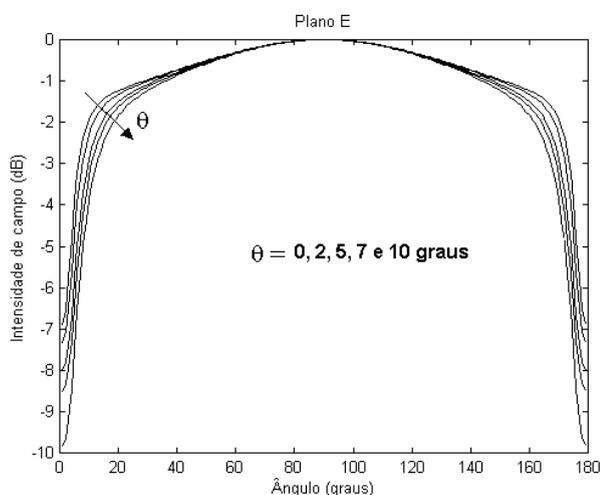


Fig. 6. Diagrama da intensidade de campo elétrico no plano E para antena de microfita em rampa suspensa.

A Fig. 8 mostra uma comparação entre os resultados obtidos através do método da imitância e dos potenciais vetoriais de Hertz. O *patch* retangular tem dimensões $W = 1,5$ cm e $L = 2$ cm. A altura do substrato dielétrico em rampa varia de $h_2 = 0,127$ cm a $h_3 = h_2 + L \sin \theta$, enquanto a camada de ar tem espessura $h_1 = 0$. Pode-se observar que uma boa concordância foi obtida entre os resultados das duas técnicas.

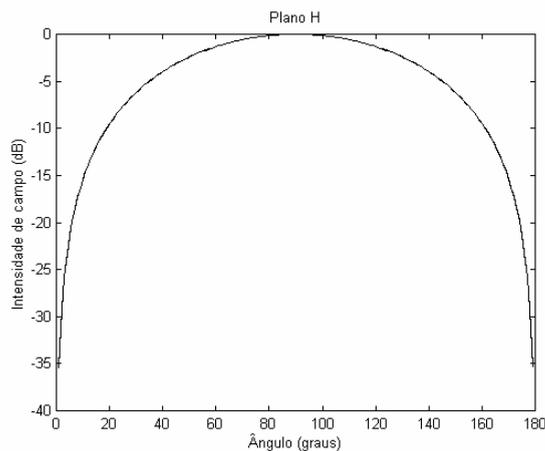


Fig. 7. Diagrama da intensidade de campo elétrico no plano H para antena de microfita em rampa suspensa.

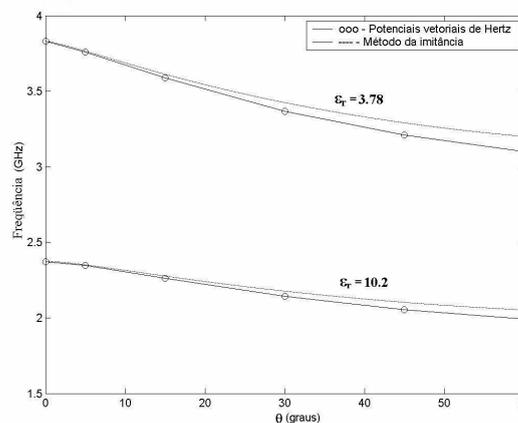


Fig. 8. Curvas da frequência de ressonância em função do ângulo θ para antena de microfita em rampa.

IV. CONCLUSÕES

Foi efetuada a análise de antenas de microfita suspensas em rampa. Foi considerado o caso em que a espessura do substrato varia linearmente, mantendo-se constante a espessura da camada de ar inserida entre o substrato e o plano de terra. A análise também considerou a configuração em que a altura do substrato permanece constante, enquanto a espessura da camada de ar apresenta uma variação em rampa. Em todas as simulações, observou-se que a antena em rampa apresenta uma largura de banda maior que a antena convencional. Verificou-se também que esta estrutura, além das vantagens típicas das antenas de microfita, permite o ajuste da frequência de operação pela variação da altura da camada de ar existente entre o substrato e o plano de terra. Assim, oferece a possibilidade de uma “sintonia mecânica” para a antena, além da ampliação da sua largura de faixa.

REFERÊNCIAS

- [1] I. J. Bahl e P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [2] D. M. Pozar e D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas-The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, New York, NY: The IEEE Inc., 1995.
- [3] D. R. Poddar, J. S. Chatterjee e S. K. Chowdhury, "On some broad band microstrip resonators," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-31, pp. 193-194, 1983.
- [4] R. K. Mishra e S. S. Pattinaik, "Resonant frequency of wedge shaped microstrip antenna," *Electronics Letters.*, v. 26, pp. 912-913, 1990.
- [5] M. Kobayashi e N. Sawada, "Analysis and synthesis of tapered microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1642-1646, 1992.
- [6] B. Kouki, A. Khebir, R. G. Bosisio e F. M. Ghannouchi, "A novel technique for the analysis of dielectric height variations in microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, pp. 73-77, 1994.
- [7] M. R. M. L. Albuquerque e A. G. d'Assunção, "Effect of the dielectric anisotropy on the propagation properties of microstrip tapers with height variations," *Intern. Journal of Infrared and Millimeter Waves*, v.21, pp. 1517-1528, 2000.
- [8] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção e S. G. Silva, "Broadband microstrip patch antennas on anisotropic substrates," *Proc. IEE Eleventh Int. Conf. on Antennas and Propag., ICAP*, Manchester, England, pp. 49-52, 2001.
- [9] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção e S. G. Silva, "Arranjos de antenas de microfita sobre substratos anisotrópicos em rampa," *Anais do XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, CD-Rom, Fortaleza, CE, 2001.
- [10] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção e S. G. Silva, "Effect of the ferrite substrate height variations in microstrip patch antennas," *Proc. 47th Annual Conference on Magnetism & Magnetic Materials*, Tampa, USA, 2002.
- [11] J. R. S. Oliveira, A. G. d'Assunção e C. S. Rocha, "Characteristics of a suspended rectangular microstrip patch antenna on a uniaxial substrate", *Proc. IEE Ninth Int. Conf. on Antennas and Propag., ICAP*, Eindhoven, The Netherlands, pp. 37-40, 1995.
- [12] T. Itoh, "Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 733-736, 1980.